

利用 LLR 提高链路自适应准确性的满分集 度网络编码策略

成聿伦^{1,2} 杨龙祥^{1,2}

(1. 南京邮电大学 江苏省无线通信重点实验室, 江苏 南京 210003
2. 南京邮电大学 教育部宽带无线通信与传感网技术重点实验室, 江苏 南京 210003)

摘 要: 错误传播严重影响无线网络编码系统的分集阶数。针对此问题, 本文设计了一种基于对数似然比的链路自适应智能网络编码策略, 利用似然比代替背景噪声的统计特征参数, 以提高中继的适应准确性。在等效信源-中继-信道虚拟模型下, 利用接收信号的似然比计算信道后验条件误比特率, 在此基础上换算得到等效接收信噪比, 以此为依据对中继功率进行动态调整。通过理论分析证明了本方案能够获得满分集度。仿真结果表明, 本方案能有效避免错误传播, 保证系统获得满分集阶数, 且性能优于现有链路自适应方案。

关键词: 网络编码; 错误传播; 自适应传输; 对数似然比; 分集阶数

中图分类号: TN911 文献标识码: A 文章编号: 1003-0530(2013)07-0823-07

Link Adaption Accuracy Enhancement of Network Coding Strategy with Full Diversity Order due to LLR

CHENG Yu-lun^{1,2} YANG Long-xiang^{1,2}

(1. Jiangsu Key Lab of Wireless Communications, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China; 2. Ministry of Education Key Lab on Wideband Wireless Communications and Sensor Networks Technology, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

Abstract: Error propagation seriously degenerate the diversity order of wireless network coding(NC) system. To address this problem, a novel link adaptive smart NC algorithm is proposed at relay based on log likelihood ratio(LLR). The metric of LLR is employed to replace the statistical characteristics of background noise firstly, so as to promote channel adaption accuracy. Under the virtual source-relay-destination channel model, the posteriori conditional bit error probability is calculated according to the LLR of the received signals. Based on it, the equivalent signal-noise ratio is employed to operate dynamic power scaling by relay. It is theoretically proved that the full diversity order can be attained by this scheme. Simulation results show that the proposed algorithm can maintain full diversity order by mitigating error propagation effectively, and outperform the conventional one.

Key words: network coding; error propagation; adaptive transmission; log likelihood ratio; diversity order

1 引言

多天线技术利用空间分集增益来对抗无线信

道的衰落效应,极大地提高了传输可靠性。同时,相应的信号处理技术也带来了高能耗、高复杂度和空间等问题,导致其难以在用户终端部署。对此,

收稿日期: 2012-11-20; 修回日期: 2013-04-17

基金项目: 国家重点基础研究发展规划“973”计划(2013CB329104); 国家自然科学基金(61071090, 61171093); 江苏省高校自然科学基金重大项目(11KJA510001); 江苏省高校研究生科研创新计划(CXZZ11_0388, CXLX11_0404); 国家科技重大专项(2011ZX03005-004-003); 江苏省 973 课题(BK2011027)

文献[1-2]提出利用协作通信形成虚拟分布式天线来代替物理天线,从而大大降低了实现难度。然而,受限于分集复用折中,协作系统只能工作在较低的速率区间。为了提高频谱利用率,文献[3]将有线网络中的网络编码(Network Coding, NC)技术引入协作系统,在维持相同的分集增益下,通过将两个用户的信号进行异或操作,使得两个时间上正交的协作信道转化成了虚拟的并行信道,缩短了等待时间,提高了系统吞吐量。从此,无线NC吸引了大量的研究[4-6]。

与有线网络不同,无线信道存在由于衰落导致的随机差错,会严重影响NC系统的误码性能。例如,文献[7-8]的研究指出,如果中继无法正确解码,由此引发的错误传播将导致接收端无法获得分集增益。因此,在实际应用中,NC必须结合相应的技术以减少错误传播。

目前,已有的相关工作主要基于两种思路:差错检测[9-12]和链路自适应[13-16]。在差错检测方面,文献[9]-[10]提出在中继采用传统的检错码,如循环冗余校验码来检错。为了避免检错码带来的开销,[11]提出了选择解码前传,利用源到中继的信道增益估计链路信噪比(Signal-Noise Ratio, SNR)作为信号质量的指标,当其小于门限时,中继保持沉默。类似的,文献[12]采用对数似然比(Log Likelihood Ratio, LLR)代替SNR作为可靠性指标,进一步提高了自适应的准确性。而在链路自适应方面,文献[13]和[14-15]分别在信宿的最大比合并与最大似然检测(Maximum Likelihood Detection, MLD)中引入权重因子来控制错误传播的影响。最新的文献[16]在中继利用权重因子控制发送功率,在取得相同的性能下节约了功率。这些方案的权重因子都是基于源到中继的链路SNR。然而,这一指标只反映了背景噪声的统计特性,无法完全指示信号的可靠性。例如,在中继匹配滤波器某一码元抽样时刻,噪声远大于信号能量,从而导致中继错判,但在计算SNR时,由于模型中噪声方差为常数,导致真实的信号质量无法得到反映,假如此时信道增益较好,则该信号质量仍然会被视为优良而以较大功率得到转发,从而导致接收端误码。

本文主要针对此问题做了改进,在模型中将LLR与信道衰落因素联合考虑,由于LLR中包含了

噪声信息,相比传统的噪声统计参数,更能准确的反应信号,以此来提高自适应的准确性。提出了一种基于LLR的链路自适应智能NC策略,在文献[16]的虚拟信源-中继-信宿信道模型下,首先利用LLR计算链路后验条件误码率(Bit Error Rate, BER),由此换算得到链路等效SNR,以此作为参数计算权重因子来控制中继发送功率。理论分析和仿真结果均证明了本方案能够保证系统获得满分集增益,且性能优于文献[16]的方案。

本文做如下约定: $\text{sign}(\cdot)$ 表示判决函数; $(\cdot)^*$ 表示取共轭; $\text{CN}(0, \sigma^2)$ 表示均值为0方差为 σ^2 的循环对称复高斯分布; \oplus 表示模2加; $\text{Re}(z)$ 表示复数 z 的实部; $f(\gamma)$ 表示随机变量 γ 的概率密度函数; $E(\cdot)$ 表示数学期望; $Q(x)$ 表示Q函数,定义为 $Q(x) = (1/\sqrt{2\pi}) \int_x^\infty \exp(-t^2/2) dt$, $Q^{-1}(x)$ 表示其反函数。

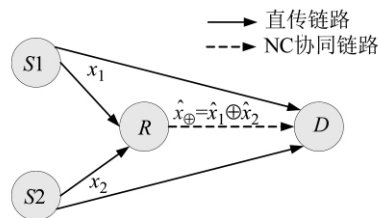


图1 网络编码系统模型

Fig. 1 Network Coding System Model

2 系统模型

考虑图1所示的协作多址接入信道,信源 S_1 , S_2 通过中继 R 的协作与信宿 D 进行通信。假设 S_1 和 S_2 发送的符号分别为 x_1 和 x_2 ,采用BPSK调制,即 $x_i \in \{-1, 1\}$ $i=1, 2$,且所有传输在正交信道上完成,例如时分复用。通信过程分为三个时隙,在第 i 个时隙, S_i 向 D 广播,则在 R 和 D 的接收信号可以表示为:

$$y_{ir} = h_{ir} \sqrt{P} x_i + n_{ir} \quad i=1, 2 \quad (1)$$

$$y_{id} = h_{id} \sqrt{P} x_i + n_{id} \quad i=1, 2 \quad (2)$$

其中 y_{ir} 和 y_{id} 分别表示 R 和 D 的接收信号, h_{ir} 和 h_{id} 分别表示 S_i 到 R 和 D 的信道增益, n 表示加性高斯白噪声, P 为平均发送功率。假定信道为频率非选择性的瑞利块衰落模型,则 $h_{ir} \sim \text{CN}(0, \sigma_{ir}^2)$, $h_{id} \sim \text{CN}(0, \sigma_{id}^2)$,其中 $\sigma_{ir}^2 = E(|h_{ir}|^2)$, $\sigma_{id}^2 = E(|h_{id}|^2)$, $n_{ir}, n_{id} \sim \text{CN}(0, N_0)$ 。 R 对接收到的 y_{ir} 进行

MLD 判决得到 \hat{x}_i :

$$\hat{x}_i = \text{sign}(\text{Re}(h_{ir}^* y_{ir})) \quad i=1, 2 \quad (3)$$

然后将其编码为 $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{x}_1 \quad \hat{x}_2]$ 并以特定的算法确定权重因子 a 调节功率将其转发。这样在第 3 个时隙, D 接收到的信号可以表示为:

$$y_{rd} = h_{rd} \sqrt{aP} \hat{\mathbf{x}} + n_{rd} \quad (4)$$

其中 $h_{rd} \sim \text{CN}(0, \sigma_{rd}^2)$, $\sigma_{rd}^2 = E(|h_{rd}|^2)$, $\bar{\gamma} = P/N_0$, 则接收信号的 SNR 可以表示为:

$$\gamma_{ir} = |h_{ir}|^2 \bar{\gamma} \quad \gamma_{id} = |h_{id}|^2 \bar{\gamma} \quad \gamma_{rd} = |h_{rd}|^2 \bar{\gamma} \quad i=1, 2 \quad (5)$$

NC 使得信号间具有了相关性, 因此在 D 采用联合 MLD 估计发送符号对 $\mathbf{x} = (x_1, x_2)$:

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \min_{\hat{x}_i \in \{-1, 1\}} \left(\sum_{i=1}^2 |\text{Re}(h_{id}^* y_{id}) - |h_{id}|^2 \sqrt{P} \hat{x}_i|^2 + |\text{Re}(h_{rd}^* y_{rd}) - |h_{rd}|^2 \sqrt{wP} \hat{\mathbf{x}}|^2 \right) \quad (6)$$

在以上的链路自适应 NC 中, 性能的关键取决于权重因子 a 是否能准确指示信号质量。不同于文献 [16] 基于 SNR 的方案, 本文利用 LLR 估计信号质量并以此调节 a , 提高了自适应的准确性。算法的具体步骤见第 3 节。

3 基于 LLR 的链路自适应 NC

由公式 (1) 可得 y_{ir} 的 LLR 可以表示为:

$$\Lambda_i = \ln \frac{\Pr(\text{Re}(h_{ir}^* y_{ir}) | x_i = 1, |h_{ir}|^2 \sqrt{P})}{\Pr(\text{Re}(h_{ir}^* y_{ir}) | x_i = -1, |h_{ir}|^2 \sqrt{P})} \quad i=1, 2 \quad (7)$$

其中 $\Pr(\text{Re}(h_{ir}^* y_{ir}) | x_i, |h_{ir}|^2 \sqrt{P}) = \exp\left(-\frac{\text{Re}(h_{ir}^* y_{ir}) - |h_{ir}|^2 \sqrt{P} x_i}{|h_{ir}|^2}\right) / \sqrt{P |h_{ir}|^2}$ 。 Λ_i 的幅

度是指示信号可靠性的良好指标。根据文献 [12], 由其指示的链路后验条件 BER 可以表示为:

$$\Pr(\hat{x}_i \neq x_i | \Lambda_i) = \frac{1}{1 + e^{|\Lambda_i|}} \quad (8)$$

另一方面, 以接收 SNR 来计算, 其后验条件 BER 也可以由下式计算:

$$\Pr(\hat{x}_i \neq x_i | \gamma_{ir}') = Q(\sqrt{2\gamma_{ir}'}) \quad (9)$$

联立方程 (8) 和 (9) 可以得到:

$$\gamma_{ir}' = \frac{1}{2} Q^{-1}\left(\frac{1}{1 + e^{|\Lambda_i|}}\right)^2 \quad (10)$$

其中 γ_{ir}' 可以看作是 Λ_i 等效下的链路 SNR。假设 R

利用类似于文献 [16] 的信令过程能够得到 h_{ir} 和 h_{rd} , 即通过信源周期发送的训练序列估计得到 h_{ir} 。如果此时 R 可用, 则同样向 D 发送训练序列, 再由其反馈回 R 来估计 h_{rd} 。在本文中, 假设 R 总是可用的, 在获得以上信道参数的基础上, 本文的算法步骤如下:

(1) R 利用 $|h_{ir}|^2$ 通过式 (7) 计算 Λ_i , 然后将 $|\Lambda_i|$ 带入式 (10) 计算得到 γ_{ir}' , $i=1, 2$ 。

(2) R 调节权重因子 a 对虚拟信源-中继-信宿信道做如下自适应:

$$a_{\text{LLR}} = \frac{\min(\gamma_{1r}', \gamma_{2r}', \gamma_{rd})}{\gamma_{rd}} = \begin{cases} \gamma_{1r}'/\gamma_{rd} & \text{if } \gamma_{1r}' < \gamma_{rd}, \gamma_{1r}' \leq \gamma_{2r}' \\ \gamma_{2r}'/\gamma_{rd} & \text{if } \gamma_{2r}' < \gamma_{rd}, \gamma_{2r}' \leq \gamma_{1r}' \\ 1 & \text{if } \min(\gamma_{1r}', \gamma_{2r}') > \gamma_{rd} \end{cases} \quad (11)$$

(3) R 通过式 (3) 判决然后编码得到 $\hat{\mathbf{x}}$, 并以 a_{LLR} 为功率因子转发。

(4) D 通过式 (6) 合并判决得到 $\hat{\mathbf{x}}$, 其中 $w = a_{\text{LLR}}$ 。

4 分集阶数分析

由文献 [1] 定义的分集阶数 G_d 为: $G_d = \lim_{\bar{\gamma} \rightarrow \infty} -$

$\log p_b / \bar{\gamma}$ 。在给定信道下 G_d 的最大值称为满分集度。对于本文的模型, 满分集度为 2。为了简化分析, 本节以成对差错概率 (Pairwise Error Probability, PEP) 来推导分集阶数。根据第 2 节的模型, 本文方案的端到端 PEP 可以写成:

$$p = \Pr(\hat{\mathbf{x}} \rightarrow -\mathbf{x}) + \Pr(\hat{\mathbf{x}} \rightarrow (-x_1, x_2)) + \Pr(\hat{\mathbf{x}} \rightarrow (x_1, -x_2)) \quad (12)$$

其中 $\Pr(\hat{\mathbf{x}} \rightarrow -\mathbf{x})$ 表示两个信号全部判错的概率, 可以近似由下式计算:

$$\Pr(\hat{\mathbf{x}} \rightarrow -\mathbf{x}) = \int_0^\infty f(\gamma_{1d}) d\gamma_{1d} \int_0^\infty f(\gamma_{2d}) d\gamma_{2d} Q\left(\sqrt{2 \sum_{i=1}^2 \gamma_{id}}\right) \approx \frac{3}{16 \sigma_{1d}^2 \sigma_{2d}^2} \bar{\gamma}^{-2} \quad (13)$$

式 (13) 随着 $\bar{\gamma}$ 指数的 2 次方衰减, 达到满分集度。因此, 式 (12) 的分集阶数主要由 $\Pr(\hat{\mathbf{x}} \rightarrow (-x_1, x_2))$ 和 $\Pr(\hat{\mathbf{x}} \rightarrow (x_1, -x_2))$ 决定, 即只有一个信号被判错的概率。不失一般性, 以 $\Pr(\hat{\mathbf{x}} \rightarrow (-x_1, x_2))$ 为例, 其可以表示为:

$$\Pr(\hat{\mathbf{x}} \rightarrow (-x_1, x_2))$$

$$\begin{aligned}
&= (1 - \sum_{i=1}^2 E(Q(\sqrt{2\gamma_{ir}})) + 2 \prod_{i=1}^2 \\
&\quad E(Q(\sqrt{2\gamma_{ir}})) E(Q(\sqrt{2(\gamma_{sd} + a_{LLR}\gamma_{rd})})) \\
&\quad + (\sum_{i=1}^2 E(Q(\sqrt{2\gamma_{ir}})) - 2 \prod_{i=1}^2 E(Q(\sqrt{2\gamma_{ir}}))) \\
&\quad E(Q(\frac{\sqrt{2}(\gamma_{1d} - a_{LLR}\gamma_{rd})}{\gamma_{1d} + a_{LLR}\gamma_{rd}})) \leq p_1 + p_2 \quad (14)
\end{aligned}$$

其中 $p_1 = E(Q(\sqrt{2(\gamma_{sd} + a_{LLR}\gamma_{rd})}))$, $p_2 = (\sum_{i=1}^2 E(Q$

$(\sqrt{2\gamma_{ir}})) E(Q(\frac{\sqrt{2}(\gamma_{1d} - a_{LLR}\gamma_{rd})}{\gamma_{1d} + a_{LLR}\gamma_{rd}}))$ 。对于 p_1 带入

切诺夫不等式 $Q(x) \leq (1/2) \exp(-x^2/2)$ 化简得到:

$$\begin{aligned}
p_1 &\leq E((1/2) \exp(-\gamma_{1d} - a_{LLR}\gamma_{rd})) \\
&\leq \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty 0.5 \exp(-\gamma_{1d} - a_{LLR}\gamma_{rd}) \\
&\quad f(\gamma_{1d}) f(\Lambda_m) f(\gamma_{rd}) d\gamma_{1d} d\Lambda_m d\gamma_{rd} \quad (15)
\end{aligned}$$

其中 $\Lambda_m = \min(\Lambda_1, \Lambda_2)$, 其概率密度函数的推导见附录。由切诺夫不等式可以近似化简式(10)得到

$\bar{\gamma}_{ir} \approx \ln(\frac{1+e^{\Lambda_m}}{2})$ 带入(15)可得到:

$$\begin{aligned}
p_1 &\leq \frac{1}{2(1+\bar{\gamma}_{sd})} (\int_0^\infty f(\Lambda_m) d\Lambda_m \int_0^{\ln \frac{1+e^{\Lambda_m}}{2}} \exp(-\gamma_{rd}) f(\gamma_{rd}) d\gamma_{rd} \\
&\quad + \int_0^\infty f(\gamma_{rd}) d\gamma_{rd} \int_0^{\gamma_{rd}} \exp(-\ln \frac{1+e^{\Lambda_m}}{2}) f(\Lambda_m) d\Lambda_m) \\
&\approx \frac{1}{\bar{\gamma}^2} \frac{1}{\sigma_{1d}^2(\sigma_{rd}^2 + \sigma_{1r}^2)(\sigma_{1r} + \sigma_{2r})^2 + \sigma_{1r}\sigma_{2r}} \quad (16)
\end{aligned}$$

对于 p_2 同样由切诺夫不等式可以化简得到 $p_2 \leq p_A$

+ p_B 其中

$$\begin{aligned}
p_A &\leq \frac{\sqrt{p}}{2(1+\frac{\bar{\gamma}_{1r}\bar{\gamma}_{2r}}{\gamma_{1r}+\gamma_{2r}})\bar{\gamma}_{1d}} \frac{\frac{\bar{\gamma}_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}+\bar{\gamma}_{1d}} (\bar{\gamma}_{1d} \sqrt{(1+\bar{\gamma}_{1d})\bar{\gamma}_{rd}} + (\ln 2 - 1)\bar{\gamma}_{1d} + p(\ln 2 - 1)\bar{\gamma}_{1d}^2 \sqrt{\bar{\gamma}_{rd}})}{2(1+\sqrt{1+\bar{\gamma}_{1r}^{-1}})(1+\bar{\gamma}_{1d})^{3/2}(\bar{\gamma}_{rd} + (\ln 2 - 1)\bar{\gamma}_{1d})^{3/2}} \\
&\approx \frac{1}{\bar{\gamma}^2} \frac{\sqrt{p}}{4 \frac{\sigma_{1r}^2 \sigma_{2r}^2}{\sigma_{1r}^2 + \sigma_{2r}^2} \sigma_{1d}^2} \frac{\frac{\bar{\gamma}_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}+\bar{\gamma}_{1d}} (\bar{\gamma}_{1d} \sqrt{(1+\bar{\gamma}_{1d})\bar{\gamma}_{rd}} + (\ln 2 - 1)\bar{\gamma}_{1d} + p(\ln 2 - 1)\bar{\gamma}_{1d}^2 \sqrt{\bar{\gamma}_{rd}})}{2(1+\sqrt{1+\bar{\gamma}_{1r}^{-1}})(1+\bar{\gamma}_{1d})^{3/2}(\bar{\gamma}_{rd} + (\ln 2 - 1)\bar{\gamma}_{1d})^{3/2}} \quad (21)
\end{aligned}$$

类似的 将式(18) 计算积分得到

$$p_B \leq \frac{1}{\bar{\gamma}^2} \frac{1}{4\sigma_{1r}^2\sigma_{2r}^2} \left(\frac{4\sigma_{rd}^2}{(\sigma_{rd}^2 + \sigma_{1d}^2)\sqrt{1+\sigma_{1r}^{-2}}} + \frac{2(\ln 2 - 1)\sigma_{rd}^2}{\sigma_{rd}^2 + (\ln 2 - 1)(\sqrt{1+\sigma_{1r}^{-2}} + 1)(\sigma_{rd}^2 + \sigma_{1d}^2)} - \frac{2}{(\sqrt{1+\sigma_{1r}^{-2}} + 1)} \right) \quad (22)$$

$$\begin{aligned}
p_A &= \int_0^\infty f(\gamma_{1r}) d\gamma_{1r} \int_0^\infty f(\gamma_{2r}) \sum_{i=1}^2 \exp(-\gamma_{ir}) d\gamma_{2r} \\
&\quad \int_0^\infty f(\Lambda_m) d\Lambda_m \int_0^\infty f(\gamma_{rd}) d\gamma_{rd} \int_{\ln \frac{1+e^{\Lambda_m}}{2}}^\infty f(\gamma_{1d}) \\
&\quad \left(\gamma_{1d} - \ln\left(\frac{1+e^{\Lambda_m}}{2}\right) \right)^2 \\
&\quad \exp\left(-\frac{\gamma_{1d} - \ln\left(\frac{1+e^{\Lambda_m}}{2}\right)}{\gamma_{1d} + \ln\left(\frac{1+e^{\Lambda_m}}{2}\right)}\right) / 4 d\gamma_{1d} \quad (17)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
p_B &= \int_0^\infty f(\gamma_{1r}) d\gamma_{1r} \int_0^\infty f(\gamma_{2r}) d\gamma_{2r} \sum_{i=1}^2 \exp(-\gamma_{ir}) \\
&\quad \int_0^\infty f(\Lambda_m) d\Lambda_m \int_0^\infty f(\gamma_{rd}) d\gamma_{rd} \int_0^{\ln \frac{1+e^{\Lambda_m}}{2}} f(-\gamma_{1d}) / 2 d\gamma_{1d} \quad (18)
\end{aligned}$$

根据文献[16]的推导 p_A 可以改写成

$$\begin{aligned}
p_A &= \sum_{i=1}^2 \frac{1}{2(1+\bar{\gamma}_{ir})} \int_0^\infty f(\Lambda_m) d\Lambda_m \\
&\quad \int_0^\infty f(\gamma_{rd}) f_A\left(\ln \frac{1+e^{\Lambda_m}}{2}\right) d\gamma_{rd} \quad (19)
\end{aligned}$$

其中

$$\begin{aligned}
f_A\left(\ln \frac{1+e^{\Lambda_m}}{2}\right) &= \int_{\ln \frac{1+e^{\Lambda_m}}{2}}^\infty (1/2\bar{\gamma}_{1d}) \exp(-\gamma_{1d} \frac{1+\bar{\gamma}_{1d}}{\bar{\gamma}_{1d}} \\
&\quad - \ln \frac{1+e^{\Lambda_m}}{2} + \frac{4\gamma_{1d} \ln \frac{1+e^{\Lambda_m}}{2}}{\gamma_{1d} + \ln \frac{1+e^{\Lambda_m}}{2}}) d\gamma_{1d} \\
&\approx \frac{\sqrt{p \ln \frac{1+e^{\Lambda_m}}{2}}}{2\bar{\gamma}_{1d}} \exp\left(-\frac{\ln \frac{1+e^{\Lambda_m}}{2}}{\bar{\gamma}_{1d}}\right) \quad (20)
\end{aligned}$$

带入(19)可以得到

式(16) (21) (22) 之和可以作为 $\Pr(\hat{\mathbf{x}} \rightarrow (-x_1, x_2))$ 的上界, 由于各式均随着 $\bar{\gamma}$ 指数的 2 次方衰减, 可知这一概率的分集阶数为 2。同样, 也可证明 $\Pr(\hat{\mathbf{x}} \rightarrow (x_1, -x_2))$ 的分集阶数为 2。综合式(13) 以及上面的分析, 可以证明, 本文方案能够取得满分集阶数 2。

5 仿真结果与分析

本节利用 Monte-Carlo 方法在各种网络拓扑下对本文算法和文献 [16] 方案的 PEP 进行了仿真比较, 并且将直传和文献 [3] 中的传统 NC 作为参考基准。仿真参数如下: 各节点均设置单天线, 仿真长度为 10^6 次/点, 调制方式为 BPSK。信道为非频选瑞利块衰落模型, 假设参考距离 $d_{ref} = 15\text{m}$, 其信道参数 $\sigma_{ref}^2 = 1$ 。大尺度路损通过以下模型建立: $\sigma_{ref}^2 / \sigma_{ref}^2 = (d_{ref} / d)^\varphi$ 其中 $\varphi = 3.5$ (城区典型值)。网络拓扑参数如表 1 所示, 其中括号中的参数为非对称链路情况下所取。

表 1 网络拓扑参数

Tab. 1 Network Topology Parameters

距离/m	d_{rd}	d_{1r}	d_{2r}	d_{1d}	d_{2d}
Case 1	20	10	10(15)	29	29
Case 2	15	15.8	15.8(20.8)	30.4	30.4
Case 3	10	20.6	20.6(25.6)	30.4	30.4

图 2 是对称和非对称链路下本文算法的 PEP 性能比较, 其中对称链路指 R 到 S1 和 S2 的距离相等, 而在非对称链路下 R 离 S1 距离更近, 具体参数见表 1。由图所示, 在每种拓扑下, 对称链路的 PEP 性能均优于非对称链路, 且性能差随着 R 到 D 的距离减小而增大, 这反映了 NC 引入的相关性对系统性能的影响, 即 PEP 受限于最差链路, 因为相比其他拓扑, Case 3 非对称链路的质量最差。这也说明了第 3 节步骤 (2) 设计的合理性。另外, 图中显示非对称链路下 PEP 的斜率并未改变, 这表明本文算法准确的适应了最差链路, 有效避免了错误传播的影响, 能够取得与对称链路相同的分集阶数。

图 3 是拓扑为 Case 1 下本文方案与文献 [16] 方案的 PEP 性能比较。如图所示, 相比于直传, 其余曲线斜率更大, 证明利用分集增益能显著改善误

码性能。在此基础上, 本文方案和文献 [16] 方案在 $\text{SNR} > 18\text{ dB}$ 时对性能的提升约为 0.5 dB, 增益并不明显。这是由于在 Case 1 下, R 距离 S1 和 S2 都很近, 链路质量较好, 使得 R 的错误判决只占很小比例, 错误传播较轻。尽管如此, 由曲线放大图可以看出, 在大信噪比下, 与文献 [16] 方案相比, 传统 NC 曲线斜率较小, 表明其分集度由于错误传播仍然受到了损失, 而本文方案的曲线斜率与之相同, 说明达到了满分集度, 且性能更好, 这与第 4 节的理论分析相吻合。

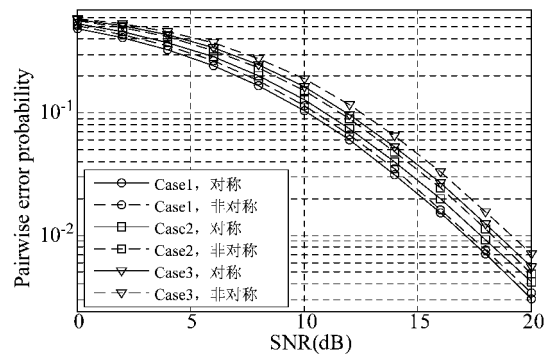


图 2 链路非对称对本文算法 PEP 性能的影响

Fig. 2 The impacts of link imbalance to the PEP performance of the proposed scheme

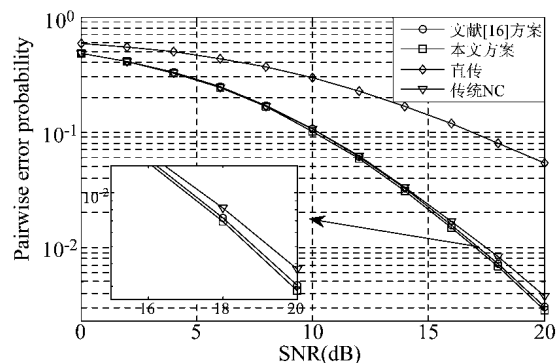


图 3 Case 1 下的本文方案与文献 [16] 方案的 PEP 性能比较
Fig. 3 PEP comparison of the proposed scheme and the one in Ref. [16] under Case 1

图 4 是拓扑为 Case 2 下的 PEP 性能比较。与图 3 相比, 传统 NC 性能更靠近直传, 且斜率变小, 这说明错误传播变得更加严重, 进一步降低了系统的分集增益。如图所示, 本文方案仍然维持了斜率, 表明其可以保证系统的满分集度, 性能优于文献 [16] 的方案, 且相对增益接近 1 dB, 比图 3 有所增加。

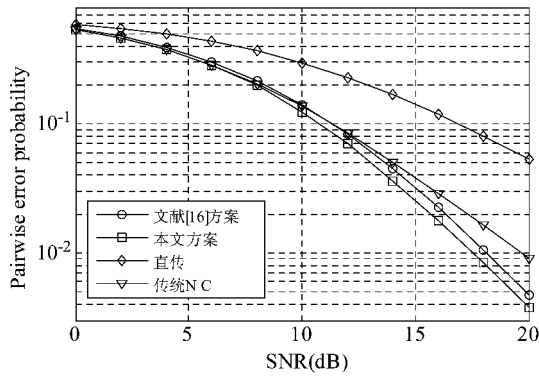


图4 Case 2下的本文方案与文献[16]方案的 PEP 性能比较

Fig. 4 PEP comparison of the proposed scheme and the one in Ref. [16] under Case 2

图5是拓扑为Case 3下本文方案与文献[16]方案的PEP性能比较。由于 R 的位置距离 S_1 和 S_2 进一步增大,使得信源-中继链路质量继续下降,导致 R 的错误判决更加严重,这使得传统NC性能更加靠近直传,并且NC的分集作用基本丧失,如图所示,传统NC的斜率与直传几乎平行。而本文方案仍然能保证系统获得满分集度,相比于文献[16]方案 and 传统NC,各有约1.3 dB和4 dB的相对增益。至此,从图3至图5的结果可知,本文在各种拓扑下均能有效避免错误传播,保证系统的满分集度,且性能优于现有基于SNR的链路自适应方案。

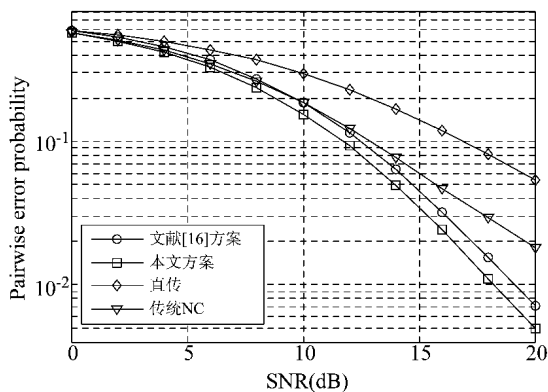


图5 Case 3下的本文方案与文献[16]方案的 PEP 性能比较

Fig. 5 PEP comparison of the proposed scheme and the one in Ref. [16] under Case 3

6 结论

本文设计了一种基于LLR的链路自适应智能NC策略,可以有效避免错误传播对系统性能的影响。通过利用LLR计算链路后验条件BER来换算

等效链路SNR的方法,提高了自适应的准确性。理论分析和仿真结果表明,本文方案能保证系统获得满分集阶数,且性能优于现有基于SNR的链路自适应方案。本文模型只考虑了单个中继的情况,而NC一般应用于网络环境,所以未来需要进一步研究多中继场景下的等效虚拟信道以及相应的链路自适应NC策略。

附录 $f(\Lambda_m)$ 的推导

由文献[12]可得 Λ_i 的概率密度函数和分布函数:

$$f(\Lambda_i) = \frac{1+e^{\Lambda_i}}{4\sqrt{\bar{\gamma}_{ir}^2+\bar{\gamma}_{ir}}} e^{-(1/2)(\sqrt{1+\bar{\gamma}_{ir}^2+1})\Lambda_i} \quad (\text{A.1})$$

$$F_{\Lambda_i}(x) = \frac{1-e^{-(1/2)(\sqrt{1+\bar{\gamma}_{ir}^2+1})x}}{2(\bar{\gamma}_{ir}+1+\sqrt{\bar{\gamma}_{ir}^2+\bar{\gamma}_{ir}})} + \frac{1-e^{-(1/2)(\sqrt{1+\bar{\gamma}_{ir}^2-1})x}}{2(\bar{\gamma}_{ir}+1-\sqrt{\bar{\gamma}_{ir}^2+\bar{\gamma}_{ir}})} \quad (\text{A.2})$$

由于 $\Lambda_m = \min(\Lambda_1, \Lambda_2)$,其分布函数可以写成
 $F_{\Lambda_m}(x) = \Pr(\min(\Lambda_1, \Lambda_2) < x) = 1 - \Pr(\min(\Lambda_1, \Lambda_2) > x)$

$$= 1 - \Pr(\Lambda_1 > x) \Pr(\Lambda_2 > x) \\ = \sum_{i=1}^2 F_{\Lambda_i}(x) - \prod_{j=1}^2 F_{\Lambda_j}(x) \quad (\text{A.3})$$

令 $A = \sqrt{1+\bar{\gamma}_{1r}^2+1}$, $B = \sqrt{\bar{\gamma}_{1r}^2+\bar{\gamma}_{1r}+1+\bar{\gamma}_{1r}}$, $C = 1+\bar{\gamma}_{1r}$, $D = \sqrt{1+\bar{\gamma}_{2r}^2+1}$, $E = \sqrt{\bar{\gamma}_{2r}^2+\bar{\gamma}_{2r}+1+\bar{\gamma}_{2r}}$, $F = 1+\bar{\gamma}_{2r}$, $G = \sqrt{\bar{\gamma}_{2r}^2+\bar{\gamma}_{2r}}$ 。将(A.2)带入(A.3)并求导可得:

$$f(\Lambda_m) = \frac{dF_{\Lambda_m}(x)}{dx} = \frac{1}{8} \left(\frac{Ae^{-(1/2)Ax}}{B} + \frac{(A-2)e^{-(1/2)(A-2)x}}{C} \right) \left(\frac{e^{-(1/2)Dx}}{E} + \frac{e^{-(1/2)(D-2)x}}{F} \right) \\ + \frac{1}{8} \left(\frac{e^{-(1/2)Ax}}{B} + \frac{e^{-(1/2)(A-2)x}}{C} \right) \left(\frac{De^{-(1/2)Dx}}{E} + \frac{(D-2)e^{-(1/2)(D-2)x}}{F} \right) \quad (\text{A.4})$$

参考文献

- [1] Laneman J N, Hunter T, Wornell G W. Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2004, 50(12): 3062-3080.
- [2] Laneman J N, Wornell G W. Distributed space-time coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks[J]. IEEE Transactions on Information

- Theory, 2003, 49(10): 2415-2425.
- [3] Yingda C, Shalinee K, Jing L. Wireless Diversity through Network Coding [C] // Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference (VTC'06), Melbourne, 2006: 1-6.
- [4] Ding Z, Leung K, Goeckel L, and Towsley D. On the Study of Network Coding with Diversity [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(3): 1247-1259.
- [5] Liu Y, Chen W, Ji J, and Zhang J. Network-coded Cooperation for Multi-unicast with Non-Ideal Source-Relay Channels [C] // Proceedings of IEEE Communications Conference (ICC'10), Cape Town, 2010: 121-126.
- [6] Louie R, Li Y, and Vucetic B. Practical Physical Layer Network Coding for Two-Way Relay Channels: Performance Analysis and Comparison [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(2): 764-777.
- [7] 李世唐, 郑宝玉, 侯晓赞, 崔景伍. 基于模拟网络编码的多用户信息交换的中断概率 [J]. 信号处理, 2011, 27(7): 975-981.
LI Shi-Tang, ZHENG Bao-Yu, HOU Xiao-Yun, CUI Jing-Wu. Outage Probability of Multiuser Information Exchange Based on Analogy Network Coding [J]. Signal Processing, 2011, 27(7): 975-981. (in Chinese)
- [8] Guan W, and Liu K. Performance analysis of two-way relaying with non-coherent differential modulation [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(6): 2004-2014.
- [9] Elfituri M, Hamouda W, and Ghayeb A. A convolutional-based coded cooperation scheme for relay channels [J]. IEEE transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(3): 655-669.
- [10] Xiao M, and Skoglund M. Multiple-user cooperative communications based on linear network coding [J]. IEEE Transactions on Communications, 2010, 58(12): 3345-3351.
- [11] Onat F, Adinoyi A, Fan Y, Halim Y, and Thompson J. Threshold selection for SNR-based selective digital relaying in cooperative wireless networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(11): 4226-4237.
- [12] Harbian G, Ghayeb A, Hasna M, and Adnan A. Threshold-based relaying in coded cooperative networks [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(1): 123-135.
- [13] Nasri A, Schober R, and Uysal M. Error rate performance of network-coded cooperative diversity systems [C] // Proceedings of IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM'10), Miami, 2010, 1-6.
- [14] Selvaraj M, Mallik R, and Goel R. Optimum receiver performance with binary phase-shift keying for decode-and-forward relaying [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(4): 1948-1953.
- [15] Iezzi M, Renzo M, and Graziosi F. Closed-form error probability of network-coded cooperative wireless networks with channel-aware detectors [C] // Proceedings of IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM'11), Houston, 2011, 1-6.
- [16] Guan W, and Liu K. Mitigating error propagation for wireless network coding [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 8(3): 205-217.

作者简介



成聿伦 男, 1983 年生, 内蒙古五原人, 本科毕业于南京邮电大学通信与信息工程学院电子信息工程专业, 获学士学位, 现为南京邮电大学通信与信息工程学院通信与信息系统专业博士研究生, 主要研究方向为协作通信与物理层网络编码理论。E-mail: chengyulun@163.com



杨龙祥 男, 1966 年生, 江苏盐城人, 南京邮电大学教授, 博士生导师, 主要研究方向为下一代无线泛在网络技术, 协作通信与网络编码理论, 物联网技术。E-mail: yanglx@njupt.edu.cn